



TREBALL FI DE GRAU

Grau en Enginyeria Electrònica Industrial i Automàtica

SISTEMA DE LEVITACIÓ MAGNÈTICA



Memòria i Annexos

Autor: Jordi Vilaregut Marli
Director: Juan Gámiz Caro
Convocatòria: Juny 2018

Resum

En el present projecte s'analitza i es discuteix el disseny d'un sistema de levitació magnètica, capaç de mantenir suspesa una esfera de neodimi emprant un electroimant i un algoritme de regulació discret.

El camp magnètic necessari es genera a través d'un electroimant controlat per un microprocessador, en aquest cas l'AT89C5131A-M de la casa *Atmel*. Per tal de mantenir una levitació estable el microprocessador executa un algoritme PD discret en funció de la posició de l'esfera que es determina a través d'una parella emissor-receptor d'infrarojos.

Resumen

En el presente proyecto se analiza y discute el diseño de un sistema de levitación magnética, capaz de mantener suspendida una esfera de neodimio utilizando un electroimán y un algoritmo de regulación discreto.

El campo magnético necesario se genera a través de un electroimán controlado por un microprocesador, en este caso el AT89C5131A-M de la casa *Atmel*. Con el fin de mantener una levitación estable el microprocesador ejecuta un algoritmo PD discreto en función de la posición de la esfera que se determina a través de un par emisor-receptor de infrarrojos.

Abstract

In the present project is analysed and discussed the design of a magnetic levitation system, capable of holding a neodymium sphere using an electromagnet and a discrete regulation algorithm.

The necessary magnetic field is generated through an electromagnet controlled by a microprocessor, in this case the AT89C5131A-M from *Atmel*. In order to maintain a stable levitation the microprocessor executes a discrete PD algorithm based on the position of the sphere that is determined through an infrared emitter-receiver pair.



Agraïments

En primer lloc voldria mostrar el meu agraïment al tutor d'aquest projecte, Juan Gámiz Caro per la seva ajuda i els seus inestimables consells que han contribuït en gran mesura que aquest projecte arribés a bon port.

També agrair el suport i la paciència dels familiars, sobretot en els contratemps que hi ha hagut al llarg del camí.





Índex

RESUM	1
RESUMEN	2
ABSTRACT	3
AGRAÏMENTS	5
1. OBJECTIUS I ABAST DEL PROJECTE	9
2. ANTECEDENTS I ESTAT DE L'ART	10
3. CONCEPTES PREVIS	13
3.1. Magnetisme	13
3.2. Camp magnètic creat per corrents elèctriques	15
4. SELECCIÓ I JUSTIFICACIÓ DE LA SOLUCIÓ ADOPTADA	17
5. HARDWARE	21
5.1. Estructura de suport	21
5.2. Sensors	22
5.3. Electroimant	25
5.4. Díodes LED	28
5.5. AT89C5131A-M	29
5.6. ADC 0804	31
5.7. Driver	32
5.8. Altres components	33
5.9. Placa de circuit imprès	34
5.10. Esquema global	36
6. SOFTWARE	37
6.1. Diagrama de flux	37
6.2. Modulació PWM	39
6.3. Algoritme PD	44
7. ANÀLISI DE L'IMPACTE AMBIENTAL	45
CONCLUSIONS	46
PROPOSTES DE MILLORA	47

ANÀLISI ECONÒMICA	48
Relació de components	48
Cost del prototip	50
Cost d'una producció seriada	51
BIBLIOGRAFIA	53
Bibliografia de consulta	53
Manuais d'especificacions tècniques	53
Índex de figures.....	54
ANNEX	55

1. Objectius i abast del projecte

L'objectiu final del present treball és el correcte disseny i construcció d'un sistema de levitació magnètica, basat en un prototip capaç de fer levitar controladament una esfera de neodimi utilitzant una regulació de tipus discreta a través d'un microprocessador.

Per a tal fi és necessària la programació d'un algoritme que permeti modificar el camp magnètic generat a una velocitat suficient per evitar la caiguda de l'esfera i per tant, fa imprescindible l'obtenció de la posició de la pròpia esfera a través de sensors i la posterior conversió en dades digitals per ser utilitzades en l'algoritme de control.

Essencialment el projecte consta d'una primera etapa de disseny i raonament del propi suport físic i del circuit electrònic, la discussió i càlculs dels components utilitzats i les diferents funcions que han de satisfer. També es contempla l'acabat final dels components electrònics en una placa de circuit imprès. La segona etapa consisteix en la creació d'un algoritme de control, capaç de ser executat a una velocitat suficient, tal que permeti la modulació regulada del camp magnètic generat per l'electroimant.

2. Antecedents i estat de l'art

Ja fa molts segles que la humanitat té constància de la presència del magnetisme en el nostre entorn i al llarg de la història les investigacions que s'han fet en aquest camp han permès treure'n profit pel benefici de tots; des de les primitives brúixoles de navegació fins a les modernes imatges obtingudes per ressonància magnètica.

En aquest sentit, hi ha una part específica de l'electromagnetisme que ha fascinat des de sempre a científics i curiosos; la levitació magnètica.

Entenem com a levitació magnètica al fenomen que permet sostenir un objecte sense cap contacte mecànic amb el terra, únicament aprofitant la força magnètica en la mesura suficient com per equilibrar el propi pes de l'objecte.

Les aplicacions que aprofiten aquest fenomen tendeixen a oferir unes prestacions millorades respecte a la tecnologia quotidiana, limitada per fregaments i altres contactes de tipus mecànic, prenent com a exemple més clar la alta velocitat que poden arribar a adquirir els trens de levitació magnètica (*maglev*) en contrast amb els trens convencionals.

Aquesta millora en les prestacions però, tenen la contrapartida de requerir d'altres atencions més sofisticades com la regulació o la refrigeració de superconductors, augmentant en gran mesura el preu final de la implementació d'aquesta tecnologia i per tant, limitant la seva presència en l'àmbit públic.

Com s'ha comentat doncs, l'aplicació més coneguda de la levitació magnètica es dona en els trens *maglev*, actualment en funcionament en països com el Japó, Corea del Sud o la Xina. Aquests trens utilitzen les ones magnètiques per quedar suspesos per sobre dels rails i impulsar-se, evitant així el fregament amb el terra de manera que poden assolir velocitats de més de 500 km/h.

En aquest cas la levitació s'aconsegueix a través de la interacció de camps magnètics que generen forces d'atracció o repulsió, distingint dos tipus principals de disseny; els models *EMS* o els *EDS* [1].

En el cas dels trens basats en tecnologia *EMS* (*Electromagnetic suspension*), la part inferior del tren presenta uns braços en forma de 'C', on la part superior forma part del vehicle i la part inferior queda per sota del rail (figura 2.1), de manera que aquest queda completament envoltat. En la part inferior de la 'C', i per sota de les guies de material ferromagnètic és on trobem els electroimants, de manera que la força d'atracció exercida cap el rail des de la part inferior manté suspès tot el vehicle. Els sensors del tren s'encarreguen de regular la corrent que circula en les bobines i la alternança de atracció-repulsió de les guies permet el moviment del tren cap endavant o cap enrere.

Aquest sistema però, és inestable, la distància entre els electroimants i el carril guia ha d'estar controlada i ajustada en tot moment per algun tipus de regulador per evitar que el tren toqui a la guia. Una altre de les limitacions d'aquest tipus de disseny és l'enorme precisió necessària en la seva implementació, fet que encareix molt els costos de producció.

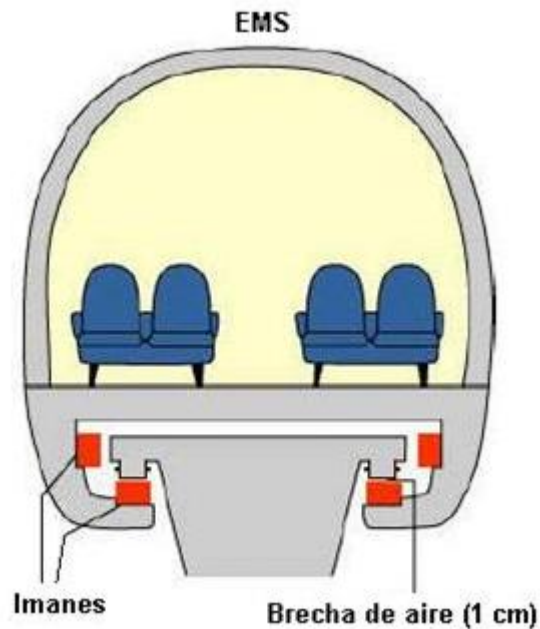


Figura 2.1.- Estructura de tren EMS [1].

La tecnologia *EDS* (*Electrodynamic suspension*) en canvi, es basa en l'efecte *Meissner*, pel qual un material superconductor per sota de la temperatura crítica evita ser penetrat per les línies de camp magnètic i genera a la vegada una força de repulsió equivalent. És a dir, que en aquest cas, un superconductor ubicat en el vehicle exerceix una força de repulsió respecte el rail, fet que provoca l'elevació del tren (figura 2.2).

El gran avantatge d'aquesta tecnologia radica en el fet que és de naturalesa estable, i per tant, no requereix regulació com en el cas *EMS*. Per contra però, la implementació i manteniment dels imants superconductors és molt més costós degut a la necessitat continua de refrigeració a més de la presència de forts camps magnètics en el vehicle que fan imprescindibles uns aïllaments especials per protegir als passatgers.

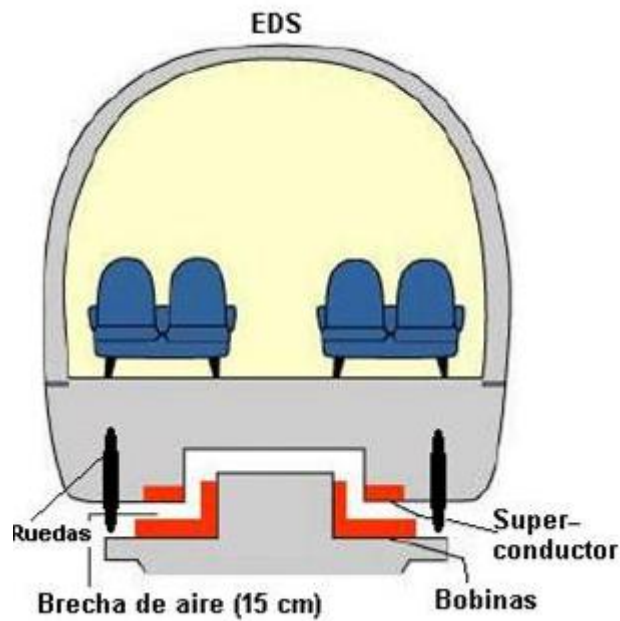


Figura 2.2.- Estructura de tren EDS [1].

En general doncs, podem afirmar que aquest tipus de transport presenta els avantatges associats a l'absència de fregament amb el rail com són l'assoliment d'altres velocitats, una major vida útil i menys contaminació acústica. En contra, tenim els alts costos computacionals per controlar la separació en el cas dels *EMS* i la refrigeració dels superconductors pels *EDS*.

També podem trobar la levitació magnètica en altres projectes previstos per un futur pròxim com són la implementació d'ascensors *maglev*.

Varies empreses ja treballen en aquest nou concepte d'ascensor sense cables que ens permetrà el desplaçament vertical i horitzontal a grans velocitats dins del plantejament de ciutats verticals que es perfila amb la construcció continua de grans gratacels.

A més llarg termini la *NASA* estudia la possibilitat de crear una llançadora basada també en la tecnologia *maglev*, que permeti reduir el cost i les dificultats que es presenten en el llançament de naus aeroespacials.

També es contempla la possibilitat de desenvolupar cotxes que puguin circular a grans velocitats en espais determinats dins de les ciutats a través d'una xarxa de 'tubs' urbans.

3. Conceptes previs

A continuació es detallen un seguit de conceptes que són bàsics per tal de tenir clars els fonaments teòrics en els quals es basa el projecte.

3.1. Magnetisme

Per tal de poder treure el màxim rendiment al fenomen de la levitació magnètica primer cal entendre els seus principis físics i les seves limitacions.

Es considera que l'electromagnetisme com a tal va ser descobert el 1820 per Oersted. El seu descobriment va ser com a resultat d'observar la presència d'un camp magnètic al voltant d'un conductor elèctric en la mesura que el corrent es desplaçava en el seu interior. També va descobrir que la direcció del flux del corrent afectava la direcció del camp magnètic i que era perpendicular al propi conductor.

Però no va ser fins més endavant que es va establir que la causa física del magnetisme en la matèria és deguda a que els àtoms presenten moments dipolars magnètics degut al moviment orbital dels seus electrons i al moment dipolar magnètic intrínsec associat a l'*spin*.

[2] En la natura podem classificar els materials en tres categories segons el comportament dels seus moments magnètics en un camp magnètic extern: paramagnètics, diamagnètics i ferromagnètics. El paramagnetisme és fruit de l'alineament parcial dels moments magnètics atòmics en presència d'un camp magnètic extern en la direcció i sentit del camp. En el ferromagnetisme, de manera similar, també intervenen els dipols magnètics veïns de manera que s'aconsegueix una alineació de dipols respecte del camp molt superior, produint així un increment del camp total. Els imants permanents són un exemple de material ferromagnètic que té la propietat de tenir els dipols alineats sense necessitar la presència d'un camp magnètic extern. El diamagnetisme en canvi, tendeix a disminuir el camp magnètic total degut a moments orbitals induïts.

Un imant permanent es defineix com un material que pot ser imantat i que és capaç de generar un camp magnètic persistent, a diferència dels imants temporals que generen un camp magnètic només mentre està activada la força o energia externa.

Un electroimant consisteix en un bobinat de cable conductor al voltant d'un nucli ferromagnètic com per exemple la ferrita. El seu comportament és de tipus imant temporal, de manera que només

genera un camp magnètic quan circula per el material una corrent elèctrica; el camp magnètic desapareix de manera instantània quan deixa de circular l'electricitat.

Per tant, per al present projecte ens interessa posar l'atenció en els imants temporals del tipus electroimant ja que són els que ens permetran regular la presència del camp magnètic en funció dels nostres interessos mentre que amb els imants permanents el control no seria possible.

Els imants permanents es poden classificar en dos tipus; els naturals com la magnetita i els artificials. Els imants permanents artificials es fabriquen amb materials ferromagnètics durs, que són aquells materials ferromagnètics que després de ser imantats tendeixen a mantenir les propietats magnètiques fins que no són novament desimantats. Algun dels materials més utilitzats per a la fabricació d'imants permanents son la ferrita i el neodimi.

Cal destacar que tots els imants presenten la màxima força d'atracció en els seus pols, anomenats pol magnètic nord i sud, i la representació de les línies de camp sempre es tanquen des del pol nord al pol sud (figura 3.1). Qualsevol objecte que sigui magnèticament susceptible es veurà afectat per la presència d'aquestes línies de camp que representen la inducció magnètica.

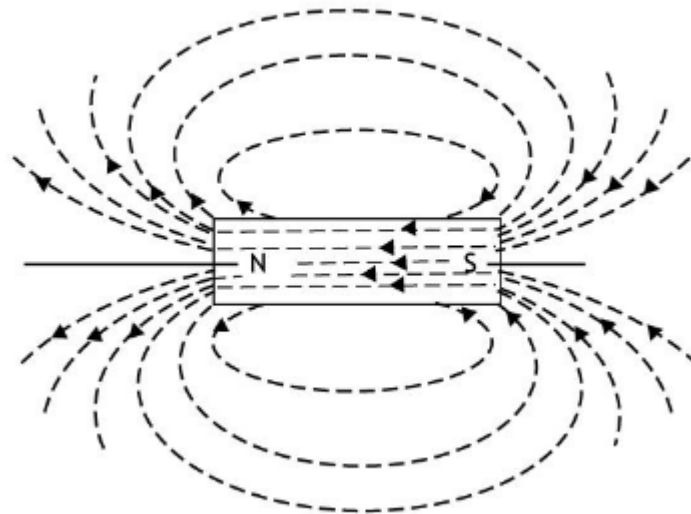


Figura 3.1.- Representació de les línies de camp magnètic [3].

3.2. Camp magnètic creat per corrents elèctriques

[2] Quan una càrrega puntual es mou amb una velocitat concreta es produeix un camp magnètic \vec{B} en l'espai que ve donat per:

$$\vec{B} = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{q \vec{v} \times \hat{r}}{r^2} \quad (3.1)$$

On \hat{r} és un vector unitari que apunta des de la càrrega q , que es mou amb velocitat \vec{v} , al punt d'observació. De manera anàloga es pot deduir el camp magnètic produït per un element de corrent:

$$d\vec{B} = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{I d\vec{l} \times \hat{r}}{r^2} \quad (3.2)$$

Aquesta equació és coneguda com la llei de Biot -Savart, i permet calcular el camp magnètic degut a la corrent total que circula per un circuit integrant tots els elements de corrent del circuit.

Cal tenir en compte que el camp magnètic resultant serà fruit del producte vectorial i per tant, serà perpendicular a $d\vec{l}$ i \hat{r} , a diferència del comportament del camp elèctric que es comporta amb una direcció radial des del punt d'observació.

A través de l'equació de Biot-Savart (4.2) i servint-nos de simetries geomètriques podem arribar a determinar el camp magnètic a l'eix d'un solenoide. Considerant que el solenoide de longitud L en qüestió està format per N espires (figura 3.2) en les quals circula una corrent d'intensitat I , el camp magnètic degut al solenoide complet s'obté integrant la següent expressió des d'un extrem de les espires (x_1) fins l'altre (x_2):

$$B_z = \frac{\mu_0 N I R^2}{2 L} \int_{x_1}^{x_2} \frac{dx}{[(x - x')^2 + R^2]^{3/2}} \quad (3.3)$$

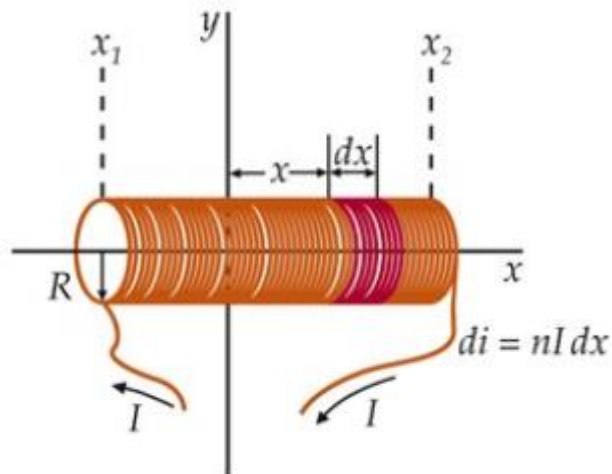


Figura 3.2.- Representació del solenoide [4].

Del qual podem concloure que el camp magnètic serà directament proporcional al nombre d'espires i la corrent que circula pel solenoide (en el nostre cas, l'electroimant) i disminuirà ràpidament en funció de la distància a la qual situem l'esfera.

És important destacar a l'hora de seleccionar o crear un electroimant, que físicament hi ha un compromís entre el nombre d'espires i la intensitat que podrà circular. Sobre el paper sembla obvi que interessa augmentar els dos paràmetres però quantes més espirals es dona a l'electroimant també anirà augmentant la seva resistència òhmica i com a conseqüència d'això, el corrent es veurà reduït per a una mateixa tensió d'alimentació.

També podem observar una altra limitació en quant a les característiques de disseny en la relació N/L i amb la necessitat d'espai físic que requereixen les espirals, ja que la longitud del solenoide és inversament proporcional al camp magnètic generat.

4. Selecció i justificació de la solució adoptada

Actualment existeixen diferents models de prototips de levitació magnètica, d'entre els quals en destaquen dues variants; les maquetes que treballen per efecte de repulsió i les que treballen per l'efecte magnètic d'atracció.

El principi de funcionament de les maquetes que treballen per efecte d'atracció es basa en un electroimant, situat a la part superior del prototip i que genera un camp magnètic que atrau l'objecte amb una força suficient per compensar l'efecte gravitatori. Aquesta metodologia és bastant senzilla en quant a materials emprats però requereix una regulació enllaç tancat per evitar que l'esfera caigui o quedi enganxada a l'electroimant.

En el cas de les maquetes que aprofiten la repulsió, el camp magnètic es genera des de la base i produeix la tendència d'allunyar l'objecte de la superfície (figura 4.1). La base està formada per una sèrie d'ímants permanents amb una disposició de matriu *Halbach* per reforçar el camp magnètic generat. Aquest sistema és estable però requereix uns materials molt més específics.



Figura 4.1. - Exemple de maqueta de repulsió [5].

En aquest projecte s'ha implementat una maqueta de treball per atracció degut a una menor complexitat en l'aspecte mecànic del disseny i que a la vegada permetrà implementar un algorisme de control.

Com s'ha comentat doncs, el principi de funcionament bàsic del prototip consta d'un electroimant que a través d'un regulador és capaç de mantenir l'objecte, en aquest cas una esfera de petites dimensions, suspesa sense la intervenció de forces mecàniques.

Per aconseguir una regulació, primer s'ha de determinar quina de les variables que afecten la intensitat del camp magnètic és la més adequada per a la modulació. Observant l'equació 3.3, ens

adonem que el camp generat per l'electroimant depèn d'un seguit de variables de tipus constructives, com el nombre d'espores, el radi o la longitud de l'electroimant. Aquestes variables queden fixades per disseny un cop fabricat l'electroimant, de manera que ens queda la intensitat elèctrica.

La solució més òptima d'aconseguir aquesta variació és a través d'una modulació per amplada de polsos, coneguda com *PWM*. Aquest tipus de modulació consisteix en la modificació del cicle de treball d'una senyal periòdica (en aquest cas, la intensitat elèctrica) i ve determinat de la manera següent:

$$D = \frac{t_{on}}{T} \quad (4.1)$$

On D és el cicle de treball, t_{on} el temps en el qual la senyal té un valor positiu i T el període de la senyal.

Per tal d'obtenir més força d'atracció sense haver de recórrer a molt altes tensions, donades les limitacions físiques de l'electroimant, la opció més senzilla és utilitzar una esfera també imantada que exercirà un camp magnètic permanent i ajudarà a compensar la força gravitacional.

Aquest fet permet aconseguir més distància entre el punt de levitació i l'actuador però afegeix un problema d'estabilitat degut al pol contrari de l'esfera que exerceix una força de repulsió i la fa caure de seguida que aquesta oscil·la.

Per resoldre aquest nou problema s'utilitza un segon imant en forma de disc i s'ubica de manera que impedeixi girar l'esfera, de manera que el pol que exerceix atracció a l'electroimant sempre queda ben encarat (figura 4.2).

En aquest cas s'ha seleccionat una esfera de neodimi (NdFeB) de 1 cm de diàmetre.



Figura 4.2.- Esfera de neodimi i base imantada.

Essencialment, s'aconsegueix la levitació de l'esfera quan el sumatori de totes les forces que interactuen amb l'objecte és zero. És a dir, que la força magnètica ha de contrarestar la força gravitatòria amb un mateix mòdul i direcció però amb sentit oposat.

Condicció d'equilibri de l'esfera:

$$\Sigma \vec{F} = 0 \quad (4.2)$$

$$\vec{F}_g = \vec{F}_m \quad (4.3)$$

On la força gravitatòria depèn de la massa de l'esfera i de l'acceleració que exerceix la Terra i la força magnètica depèn del camp magnètic creat per l'electroimant.

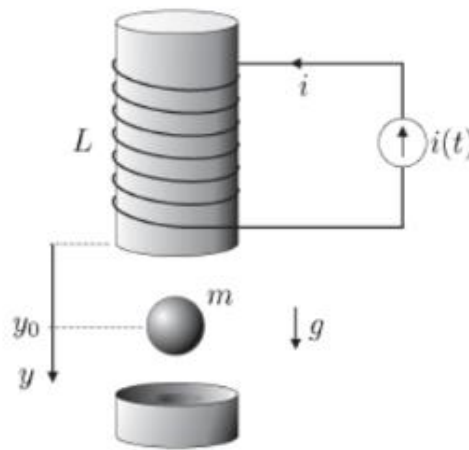


Figura 4.3.- Esquema del sistema electroimant-esfera [6].

Per tal d'obtenir una resposta automàtica del sistema en funció de la posició de l'esfera en tot moment, sorgeix la necessitat d'implementar un sistema de regulació a llaç tancat, l'acció de control del qual serà la ja esmentada modulació PWM.

L'encarregat d'executar l'algorisme de control és el microprocessador, en aquest cas el model AT89C5131A-M, per la facilitat que representa estar ja familiaritzat amb el seu entorn de programació.

El microprocessador doncs, s'ocupa de la regulació comparant la posició de l'esfera amb un valor de consigna prèviament establert, i en conseqüència genera una acció correctora de control sobre l'electroimant que tindrà com a efecte una variació en el camp magnètic i per tant un canvi en la planta, en aquest cas, la posició de l'esfera.

Per completar el llaç de control, els sensors s'encarreguen de mesurar la posició i generar una senyal analògica proporcional, que un ADC s'encarregarà de convertir en una senyal digital per tornar a ser comparada amb el valor de consigna (figura 4.4).

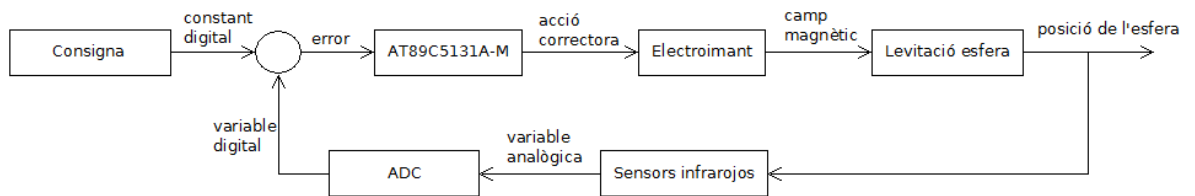


Figura 4.4.- Diagrama de blocs del sistema de control.

5. Hardware

En aquest capítol es discuteixen tots els components necessaris per realitzar el prototip de levitació magnètica, així com els diferents muntatges aplicats i valoracions dels mateixos basades en l'experiència adquirida durant el procés de muntatge.

5.1. Estructura de suport

Una part bàsica del projecte i que pot facilitar en gran mesura el correcte funcionament del sistema és l'estructura de suport en sí. L'estructura ha de ser capaç de suportar el pes de l'electroimant i mantenir fixes i encarats l'emissor i receptor d'infrarojos encarregats de detectar la posició de l'esfera.

A més a més, ha de comptar amb una part mòbil, ja sigui l'actuador o els sensors, per tal d'ajustar segons convingui la distància entre l'esfera i l'electroimant.

En aquest cas es decideix construir una estructura de fusta, consistent en una base quadrada de 20 cm de costat i dos columnes paral·leles de 28 cm d'alçada i separades entre sí 5,5 cm que contenen el parell emissor-receptor. Es considera que és més pràctic que sigui la part de l'electroimant la que disposi de mobilitat en l'eix vertical ja que els sensors han d'estar alineats entre sí en tot moment. Aquest moviment vertical és possible gràcies a una regata d'uns 8 cm a cada columna, després només cal fixar l'electroimant a la posició desitjada amb qualsevol material de suport a les dues bandes (figura 5.1).



Figura 5.1.- Estructura de suport.

5.2. Sensors

Els sensors són una part essencial per el correcte funcionament del sistema ja que permeten conèixer en tot moment la posició de l'esfera. Per a tal fi s'opta per implementar un conjunt emissor-receptor de tipus òptic, que proporcionarà una mesura analògica proporcional en temps real dins d'un rang determinat en funció de la quantitat de radiació electromagnètica rebuda. Aquesta informació és vital per poder dur a terme una correcte regulació.

En aquest cas s'ha decidit fer ús de la banda infraroja propera (800 a 2500 nm de longitud d'ona) de l'espectre electromagnètic per atenuar l'impacte de la llum ambiental sobre la lectura de la posició i per la fàcil implementació dels components que treballen amb aquestes condicions.

El díode emissor d'infrarojos s'utilitza per emetre un flux constant de radiació infraroja que permetrà al receptor detectar la posició de l'esfera en funció de la quantitat de radiació rebuda.

En aquest cas, el component seleccionat és el díode TSUS3400, ja que el seu punt de màxima radiació es troba en els 950 nm de longitud d'ona (figura 5.2), és de fàcil obtenció en distribuïdores de components electrònics pròximes i ens permet treballar a tensions baixes.

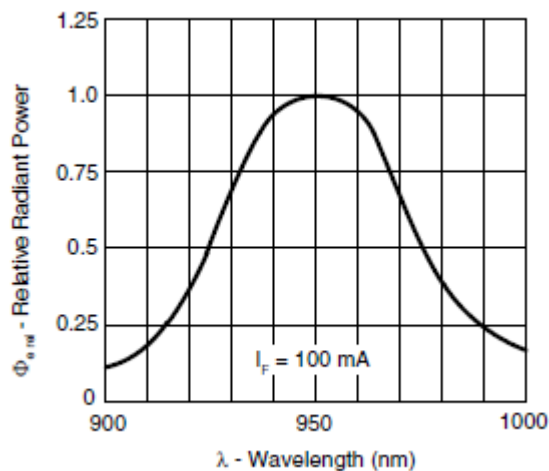


Figura 5.2.- Gràfica de l'emissió relativa respecte la longitud d'ona [7].

Taula 5.1.- Característiques bàsiques del díode TSUS3400 [7].

BASIC CHARACTERISTICS ($T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$, unless otherwise specified)						
PARAMETER	TEST CONDITION	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Forward voltage	$I_F = 100\text{ mA}$, $t_p = 20\text{ ms}$	V_F		1.3	1.7	V
	$I_F = 1.5\text{ A}$, $t_p = 100\text{ }\mu\text{s}$	V_F		2.2		V
Temperature coefficient of V_F	$I_F = 100\text{ mA}$	TK_{V_F}		- 1.3		mV/K
Reverse current	$V_R = 5\text{ V}$	I_R			100	μA
Breakdown voltage	$I_R = 100\text{ }\mu\text{A}$	$V_{(BR)}$	5	40		V
Junction capacitance	$V_R = 0\text{ V}$, $f = 1\text{ MHz}$, $E = 0$	C_j		30		pF
Radiant intensity	$I_F = 100\text{ mA}$, $t_p = 20\text{ ms}$	I_e	7	15	35	mW/sr
	$I_F = 1.5\text{ A}$, $t_p = 100\text{ }\mu\text{s}$	I_e		140		mW/sr
Radiant power	$I_F = 100\text{ mA}$, $t_p = 20\text{ ms}$	ϕ_e		20		mW
Temperature coefficient of ϕ_e	$I_F = 20\text{ mA}$	TK_{ϕ_e}		- 0.8		%/K
Angle of half intensity		φ		± 18		deg
Peak wavelength	$I_F = 100\text{ mA}$	λ_p		950		nm

La seva adequació s'ha realitzat tenint en compte que es buscava la màxima radiació possible sense posar en compromís el seu funcionament, en aquest sentit, i tenint en compte les característiques facilitades pel fabricant (taula 5.1) per tal de dimensionar correctament la seva resistència corresponent s'aplica el càlcul següent:

$$\frac{V_{cc} - V_f}{R_{emissor}} = I_f \quad (5.1)$$

De la taula 5.1 obtenim que V_f típica és de 1,3 V a una tensió d'alimentació de 5 V ens resulta una caiguda de tensió a la resistència del díode emissor d'uns 3,7 V, per tant, una resistència de $100\text{ }\Omega$ és suficient per fer circular uns 37 mA que es corresponen amb 10 mW de potència radiada.

En el cas del receptor, s'ha escollit el fototransistor BPW77 de *Vishay* perquè presenta una màxima sensibilitat en els 850 nm de longitud d'ona i un angle de mitja sensibilitat de $\pm 10^{\circ}$ a més d'unes característiques elèctriques compatibles amb la resta del circuit (taula 5.2).

Taula 5.2.- Característiques bàsiques del fototransistor BPW77 [8].

BASIC CHARACTERISTICS						
PARAMETER	TEST CONDITION	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Collector emitter breakdown voltage	$I_C = 1\text{ mA}$	$V_{(BR)CEO}$	70			V
Collector emitter dark current	$V_{CE} = 20\text{ V}$, $E = 0$	I_{CEO}		1	100	nA
Collector emitter capacitance	$V_{CE} = 5\text{ V}$, $f = 1\text{ MHz}$, $E = 0$	C_{CEO}		6		pF
Angle of half sensitivity		φ		± 10		deg
Wavelength of peak sensitivity		λ_p		850		nm
Range of spectral bandwidth		$\lambda_{0.1}$		450 to 1080		nm
Collector emitter saturation voltage	$E_B = 1\text{ mW/cm}^2$, $\lambda = 950\text{ nm}$, $I_C = 1\text{ mA}$	V_{CESat}		0.15	0.3	V
Turn-on time	$V_S = 5\text{ V}$, $I_C = 5\text{ mA}$, $R_L = 100\text{ }\Omega$	t_{on}		6		μs
Turn-off time	$V_S = 5\text{ V}$, $I_C = 5\text{ mA}$, $R_L = 100\text{ }\Omega$	t_{off}		5		μs
Cut-off frequency	$V_S = 5\text{ V}$, $I_C = 5\text{ mA}$, $R_L = 100\text{ }\Omega$	f_c		110		kHz

Cal tenir en compte que per aquest tipus de component hi ha diferents muntatges possibles i cal valorar els avantatges i inconvenients que presenta cadascun.

[9] El muntatge amb el fototransistor en emissor comú mostrat a la figura 5.3-A produeix una variació a la sortida V_{OUT} de més tensió a menys en funció de la radiació infraroja rebuda, en canvi, el muntatge en col·lector comú (figura 5.3-B) produeix una sortida de menys a més tensió i per tant, una resposta directament proporcional a la incidència de la radiació sobre la base.

En aquest punt es valora que el muntatge en col·lector comú, i que proporciona una resposta directament proporcional a la radiació rebuda a la base proposa una lectura més lògica i que facilitarà el posterior tractament de les dades per software i per tant, s'agafa com a vàlida la opció mostrada a la figura 5.3-B.

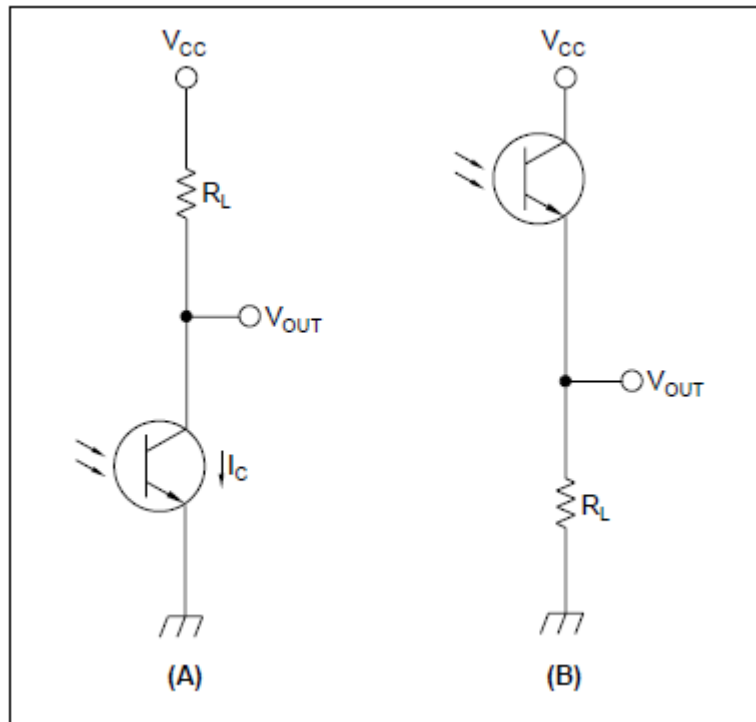


Figura 5.3.- Esquema de possibles muntatges del fototransistor. Emissor comú (A) i col·lector comú (B) [9].

La resistència de càrrega R_L es determina experimentalment situant emissor i receptor a la distància imposada per les limitacions de l'estructura de suport (en aquest cas 5,5 cm) i amb l'ajuda d'un multímetre fer variar la resistència per ajustar el valor de V_{OUT} al camp de mesura de l'ADC per als casos extrems de radiació màxima (incidència directa sense oposició) i radiació nul·la.

En aquest cas es dona per vàlida una resistència de $1950\ \Omega$ i que proporciona unes lectures de $3,45\ \text{V}$ per el cas de màxima radiació i $4\ \text{mV}$ per el cas de radiació nul·la, amb una variació lineal per a la resta de posicions entre aquests dos valors.

5.3. Electroimant

L'electroimant és l'actuador principal del sistema i responsable de generar el camp magnètic. Consisteix en un bobinat de coure esmaltat al voltant d'un nucli ferromagnètic, que quan hi circula corrent elèctric genera un camp magnètic amb direcció perpendicular a les espirals i mòdul definit per l'equació 3.3.

Primerament es realitza un prototip utilitzant cable de coure esmaltat de $0,1\ \text{mm}$ de diàmetre i un nucli de ferrita de tipus cilíndric de $5\ \text{cm}$ d'altura i $1\ \text{cm}$ de diàmetre. Aquest primer prototip d'electroimant consta d'unes 5500 espirals (figura 5.4) i una resistència total de $475\ \Omega$.



Figura 5.4.- Primer prototip d'electroimant.

Es descarta aquest primer model d'electroimant pel fet de tenir una resistència massa elevada, de manera que es limita en excés el pas del corrent i per tant, la capacitat de generar el camp magnètic necessari sense haver de recórrer a altes tensions tal i com es comprova experimentalment ja que alimentant l'electroimant en qüestió a $30\ \text{V}$ amb prou feines és capaç d'atraure petits objectes metàl·lics.

En aquest primer assaig també s'observa que el cable de coure assoleix altes temperatures en pocs segons de funcionament de manera que per solucionar el problema del sobreescalfament i de la resistència intrínseca s'opta per utilitzar cable de diàmetre major en els posteriors prototips.

El segon prototip d'electroimant (figura 5.5) consta d'un cargol de 7 cm de longitud com a nucli i unes 2300 espire de cable de coure esmaltat de 0,4 mm de diàmetre, amb una resistència total de 16,4 Ω .



Figura 5.5.- Segon prototip d'electroimant.

Aquest segon prototip és capaç d'atraure objectes metàl·lics de petites dimensions a uns 3 mm de distància, insuficient però confirmant que el canvi de diàmetre en el cable és encertat. També s'observa la necessitat de crear una estructura de suport per evitar que les espire surtin del nucli.

El tercer prototip d'electroimant consta d'un nucli de ferrita de 10 cm de longitud per 1 cm de diàmetre bobinat amb fil de coure esmaltat de 0,4 mm de diàmetre i amb tapes de plàstic d'impressió 3D en els extrems. En total presenta una resistència de 27,2 Ω i unes 3200 espire (figura 5.6).



Figura 5.6.- Tercer prototip d'electroimant.

Aquest tercer prototip es descarta en comprovar que no hi ha un canvi significatiu en el camp magnètic respecte el prototip anterior tot i comptar amb més nombre d'espises i alimentar a més tensió. Aquest fet posa de manifest la necessitat de concentrar més les espises per tal de maximitzar la relació N/L i reduir la longitud total de l'electroimant.

El quart prototip (figura 5.7) consta d'un nucli de ferrita d'uns 6 cm de longitud i 1 cm de diàmetre encapsulat dins de cable termoretràctil i amb dues tapes de plàstic d'impressió 3D en els extrems. Bobinat amb unes 4000 espises de coure esmaltat i una resistència total d'uns 48,7 Ω , aquest quart prototip és capaç d'atraure esferes petites de metall a una distància d'entre 5 i 7 mm, suficients per donar una mica de joc a la regulació però degut al gran nombre d'espises presenta un escalfament excessiu en el nucli, fet que provoca la fosa de l'estructura de plàstic.



Figura 5.7.- Quart prototip d'electroimant.

Després de l'experiència obtinguda amb els prototips creats i tenint en compte l'impacte econòmic del fil de coure esmaltat es considera oportú implementar un electroimant ja fabricat (figura 5.8) que presenta una resistència total de 24,3 Ω i 5 cm de diàmetre, capaç d'atraure petits objectes metàl·lics a poca distància, suficient per fer levitar l'esfera de neodimi.



Figura 5.8.- Electroimant utilitzat en el projecte.

5.4. Díodes LED

Els díodes LED com a tal no tenen cap funció imprescindible dins del control de l'esfera però són molt útils a l'hora de detectar errors en la programació o per realitzar un seguiment de les senyals més rellevants a més de ser components de fàcil implementació, així doncs és recomanable tenir-los en compte en qualsevol disseny de circuit.

Per tant, degut a la seva funció de depurar errors de software, el seu estat va controlat pel microprocessador a través d'un transistor en muntatge d'emissor comú i una resistència per limitar el pas del corrent i evitar el seu deteriorament (figura 5.9).

Per dimensionar la resistència doncs, s'ha de tenir en compte la tensió d'alimentació, el corrent que suporta el LED i la seva tensió de polarització i la caiguda de tensió col·lector-emissor del transistor, relacionats de la següent manera:

$$R = \frac{V_{CC} - V_{LED} - V_{CE}}{i} \quad (5.2)$$

El model de transistor escollit ha sigut el BC 547, que presenta una tensió col·lector-emissor en regim de saturació de 200 mV.

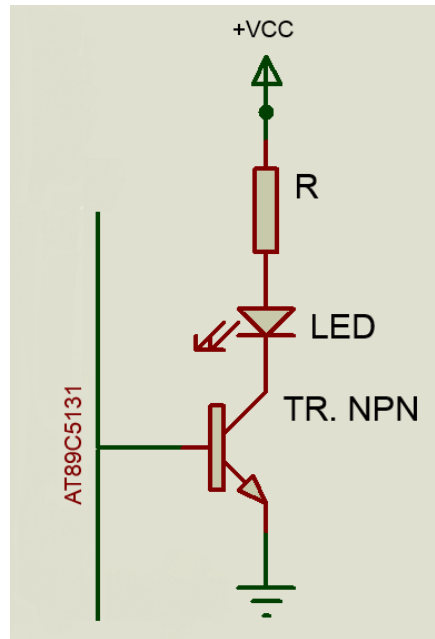


Figura 5.9.- Esquema de muntatge dels LED's.

5.5. AT89C5131A-M

El microprocessador AT89C5131A-M de la casa *Atmel*, és l'encarregat d'executar el programa de control utilitzant la informació de la posició de l'esfera proporcionada per l'ADC i activar o desactivar la sortida *PWM* que habilita l'electroimant en funció del valor obtingut en la rutina de PD.

[10] Es tracta d'un microprocessador de 8 bits, 4 ports i $\frac{1}{4}$ (34 I/O pins) i que pot arribar a treballar a una freqüència màxima de 48 MHz. Entre d'altres prestacions destacables podem esmentar que compta amb 5 canals de PCA (*Programmable Counter Array*), dos comptadors/temporitzador de 16 bit més un tercer temporitzador up/down, un sistema d'interrupcions amb 4 prioritats diferents, 256 bytes de RAM interna més 1024 bytes en l'expansió de la RAM i permet la comunicació per USB.

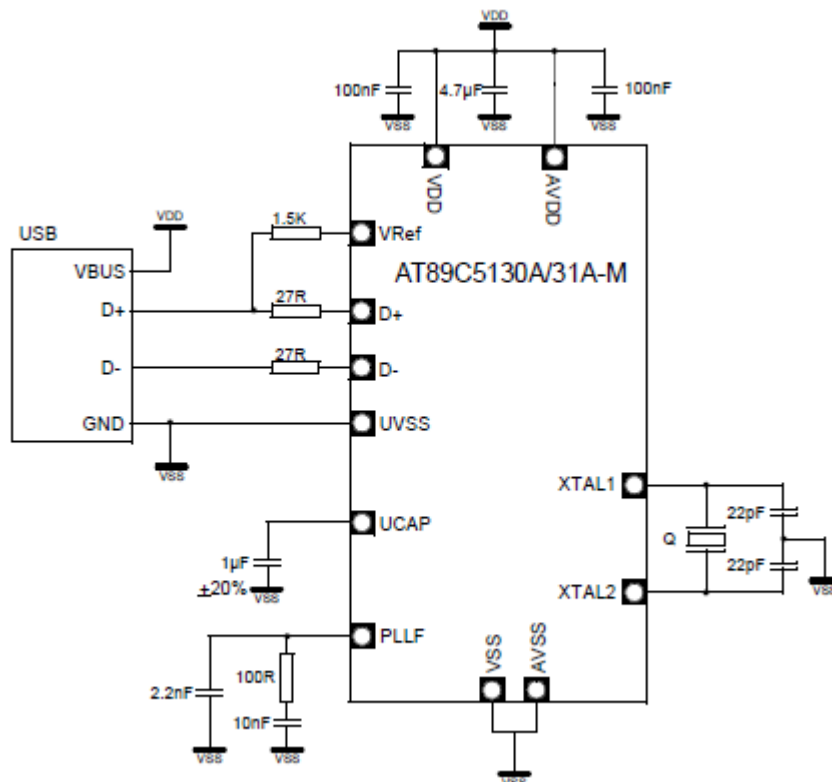
S'ha de tenir en compte que tots els ports són de 8 bits però els ports 1-3 incorporen resistències de *pull-up* internes mentre que el port 0 no, per tant és recomanable utilitzar el port 0 com a port d'informació d'entrada, per exemple de les dades de l'ADC, o bé tenir present la implementació d'una resistència de *pull-up* en un muntatge posterior. A continuació es mostra la relació dels pins que estan connectats a altres components:

Taula 5.3.- Connexions dels components amb el microprocessador.

Pins	Funció
P0.0 a P0.7	Transmissió del valor convertit de l'ADC
P2.0 i P2.1	Control dels LED
P1.3	Control del TIP122
P3.2	Senyal de fi de conversió de l'ADC
P3.6	Ordre de conversió i lectura de l'ADC

El cristall de quars utilitzat és de 24 MHz, suficient per permetre la correcta execució de les rutines de càlcul del PD.

El propi fabricant facilita l'esquema de connexió per tal de permetre el funcionament bàsic del microprocessador i la seva comunicació via USB (figura 5.10).

**Figura 5.10.-** Esquema del muntatge bàsic del microprocessador [10].

5.6. ADC 0804

La funció de l'ADC és transformar en una senyal digital els nivells de tensió analògics provinents del sensor infraroig i transmetre el valor convertit al microprocessador a través del seu port 0.

En aquest sentit s'ha seleccionat l'ADC 0804 de *National Semiconductor*, de 8 bits i que treballa per aproximacions successives. Entre les seves característiques més destacables podem trobar un camp de mesura de 0 a 5 volts, un temps de conversió de 100 µs i un error de ± bit menys significatiu.

[11] Per a la configuració escollida (figura 5.11) el pin $V_{ref/2}$ es deixa a l'aire i pren el valor de la meitat de la tensió d'alimentació i per tant el valor digital obtingut es pot determinar de la manera següent:

$$Valor\ digital = 128 \frac{V_{IN+} - V_{IN-}}{V_{ref/2}} = 128 \frac{V_{IN}}{2,5} \quad (5.3)$$

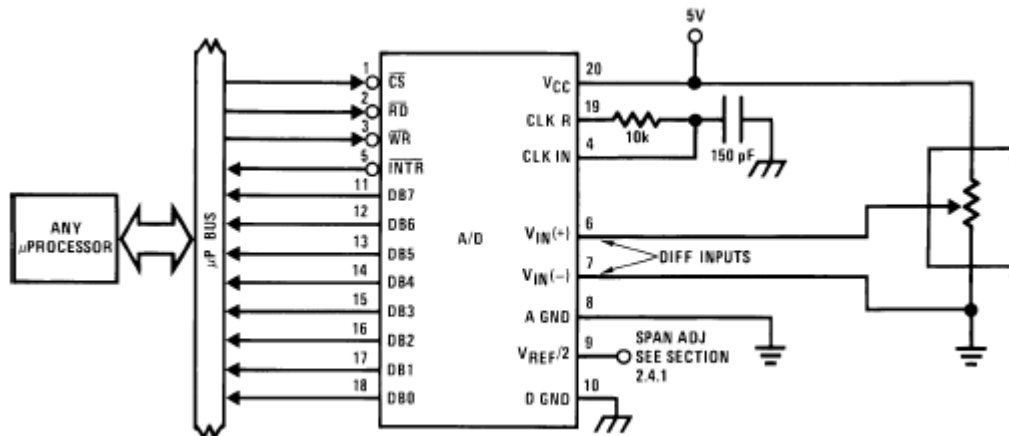


Figura 5.11.- Esquema del muntatge bàsic de l'ADC0804 [12].

5.7. Driver

El *hardware* de control de l'electroimant té la funció de regular el pas del corrent en funció de la senyal PWM rebuda des del microprocessador. En aquest sentit, s'ha de tenir en compte que l'electroimant treballa amb una tensió d'alimentació d'uns 22 V i que presenta una resistència de 24,3 Ω , per tant el *driver* de control ha de suportar el pas d'aproximadament 1 A.

El component seleccionat per a tal funció és el transistor *Darlington* TIP122, que és capaç de suportar corrents de col·lector de fins a 5 A i ens permetrà activar o desactivar la funció d'electroimant a través del muntatge en emissor comú mostrat a la figura 5.12.

Per tal de regular el pas del corrent per l'electroimant, el TIP122 ha de treballar en règim de tall o saturació segons indiqui la sortida *PWM*. Per tant, s'ha de complir:

$$i_{c_{sat}} = i_b \cdot h_{FE} \quad (5.4)$$

On h_{FE} es correspon amb el guany de corrent facilitat per el fabricant que en aquest cas és de 1000 i el corrent de col·lector com ja s'ha vist, equival aproximadament a 1 A, per tant, per el seu correcte funcionament el transistor *Darlington* ha de rebre 1 mA a la base.

Tot i realitzar el muntatge del *driver* en un port de l'AT89C5131A-M amb resistència de pull-up interna, el microprocessador no és capaç de subministrar el corrent necessari per fer entrar el transistor *Darlington* en saturació, fet pel qual és necessària una resistència de pull-up externa que ha de complir:

$$i_b = \frac{V_{cc}}{R_{pull-up}} \quad (5.5)$$

Per tant, la resistència teòrica de pull-up que satisfà els requeriments és de 5 k Ω , prenent com a vàlid una residència estandarditzada de 4,7 k Ω de la sèrie E-12, tenint en compte que el guany de corrent facilitat per el fabricant és el valor mínim que presenta el TIP122.

Degut al caràcter inductiu de l'electroimant, també és necessari incorporar un díode volant en antiparal·lel respecte el solenoide per tal d'evitar que els pics de sobretenió produïts per un canvi brusc en el corrent puguin danyar el transistor *Darlington*.

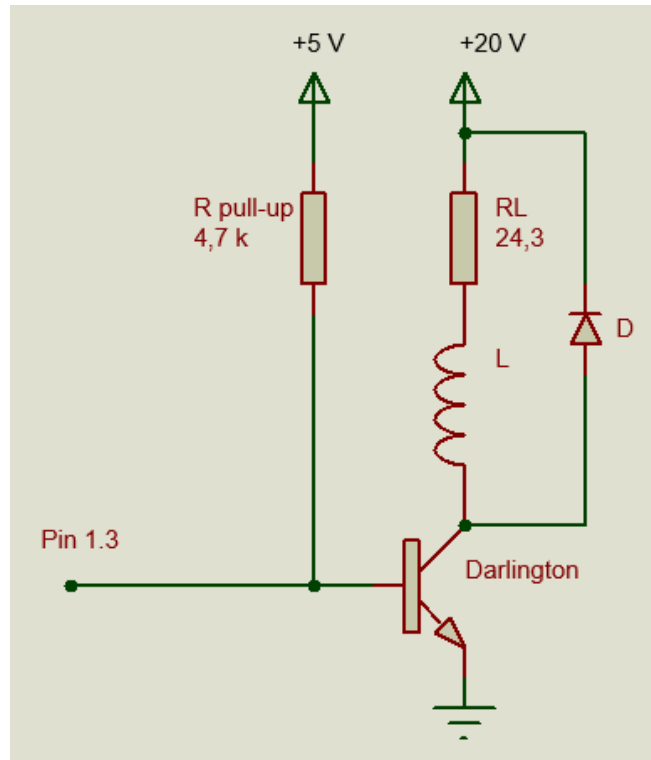


Figura 5.12.- Esquema del muntatge del driver.

5.8. Altres components

Per tal de mantenir la tensió d'alimentació estable a 5 V per a tots els components electrònics del circuit, s'utilitza el regulador de tensió LM7805 que permet subministrar un corrent de fins a 1 A. Per aconseguir la tensió d'alimentació desitjada a través del regulador, se li aplica una tensió de 10 V amb una font externa.

El microprocessador i els circuits integrats (ADC i inversor) es munten sobre els seus corresponents sòcols (PLCC52 i DIPn) per no soldar directament els components la placa de circuit imprès. A més, també compten a amb condensadors de desacoblament per tal de presentar una trajectòria de baixa impedància cap a massa (GND) per a les senyals no desitjades d'alta freqüència (soroll).

5.9. Placa de circuit imprès

Tots els components de *hardware* es troben soldats en una placa de circuit imprès de 12 cm x 7,5 cm, dissenyada a través del programa *Eagle* i manufacturada per l'empresa *JLCPCB*. La placa permet la interacció entre els diferents dispositius a través de les pistes de coure, minimitzant el risc d'errors de funcionament comparat amb els prototips de proves cablejats (figura 5.13).

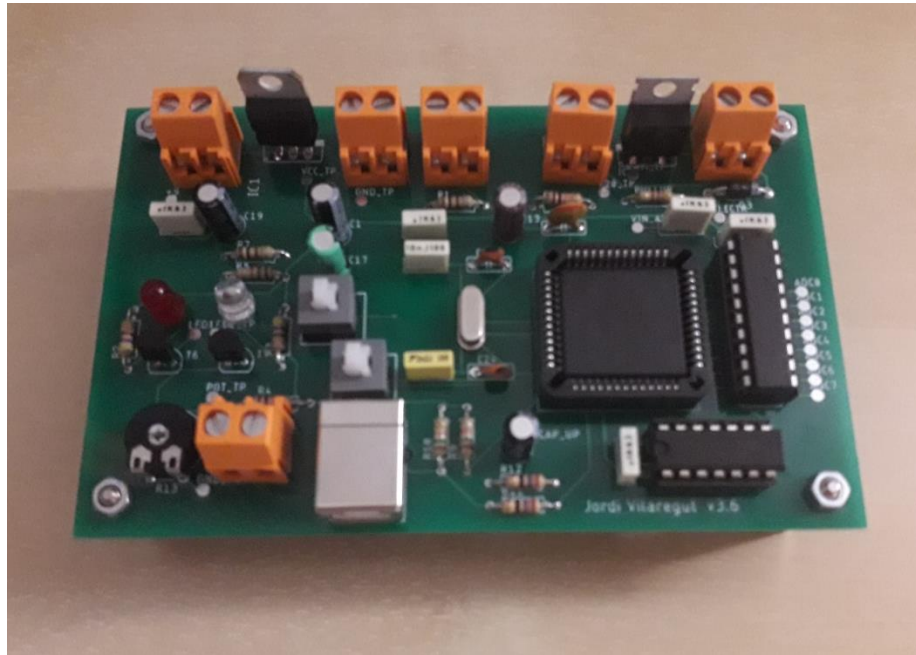
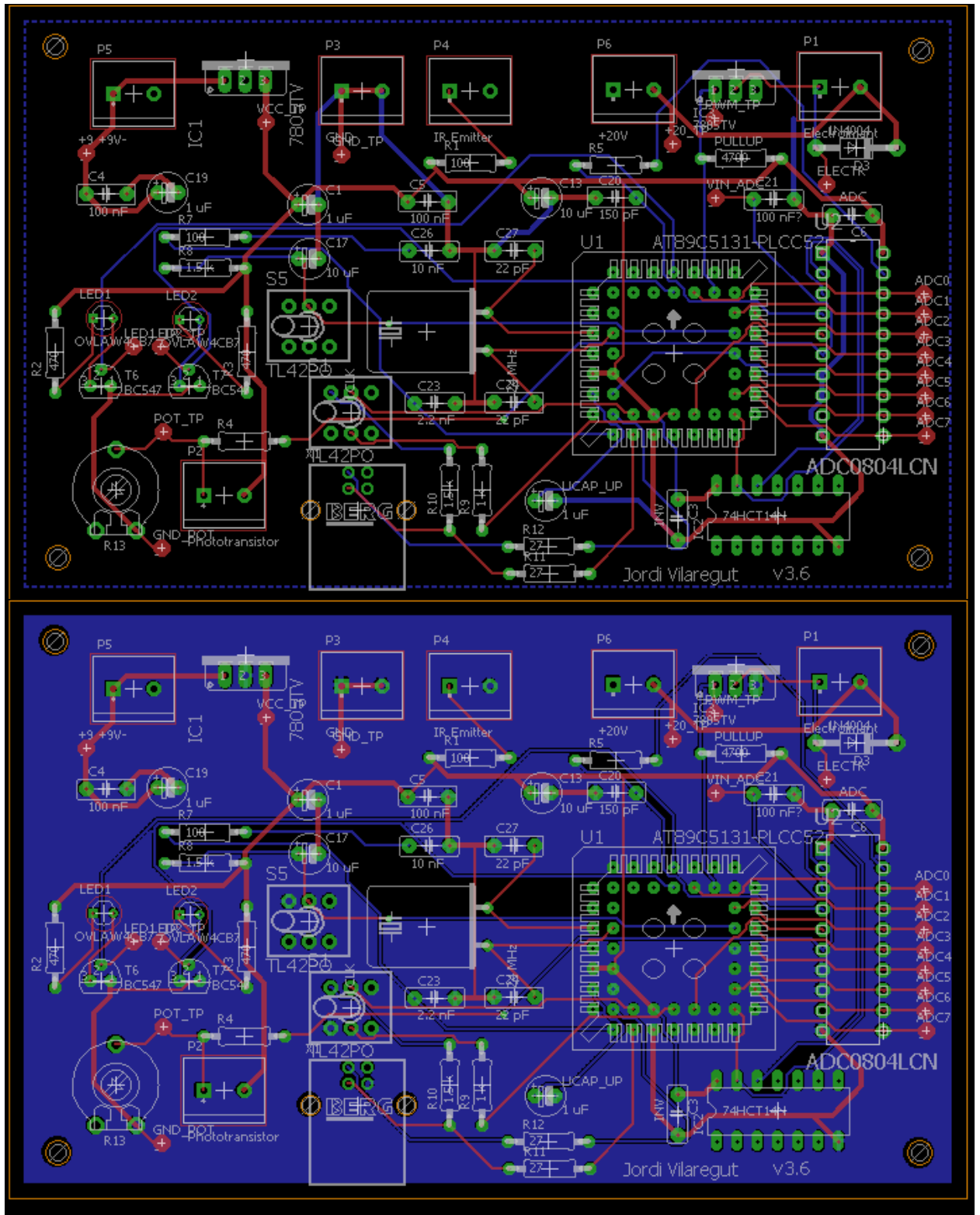


Figura 5.13.- PCB amb tots els components soldats.

La placa disposa de diversos punts de test per tal de facilitar la mesura de tensions en els punts d'interès o més susceptibles de causar errors. També incorpora sis regletes de connexió doble amb cargol per tal d'unir els cables de sensors, actuador i alimentació a la placa de manera segura i efectiva.

Les pistes de coure dedicades a l'alimentació de dispositius s'han dimensionat amb una amplada de 0,508 mm i la resta de pistes amb una amplada de 0,254 mm.

Es tracta d'una placa de dues capes, amb pistes tant a la cara superior com en l'inferior, aprofitant també una gran extensió d'aquesta última com a massa virtual global per aconseguir així una millor dissipació de la calor (figures 5.14 i 5.15).



Figures 5.14 i 5.15.- Disseny de la PCB. El color vermell representa les pistes de la cara superior, el color blau les pistes de la cara inferior i el verd les vies entre les dues cares. Massa virtual de la cara inf. a la segona figura.

5.10. Esquema global

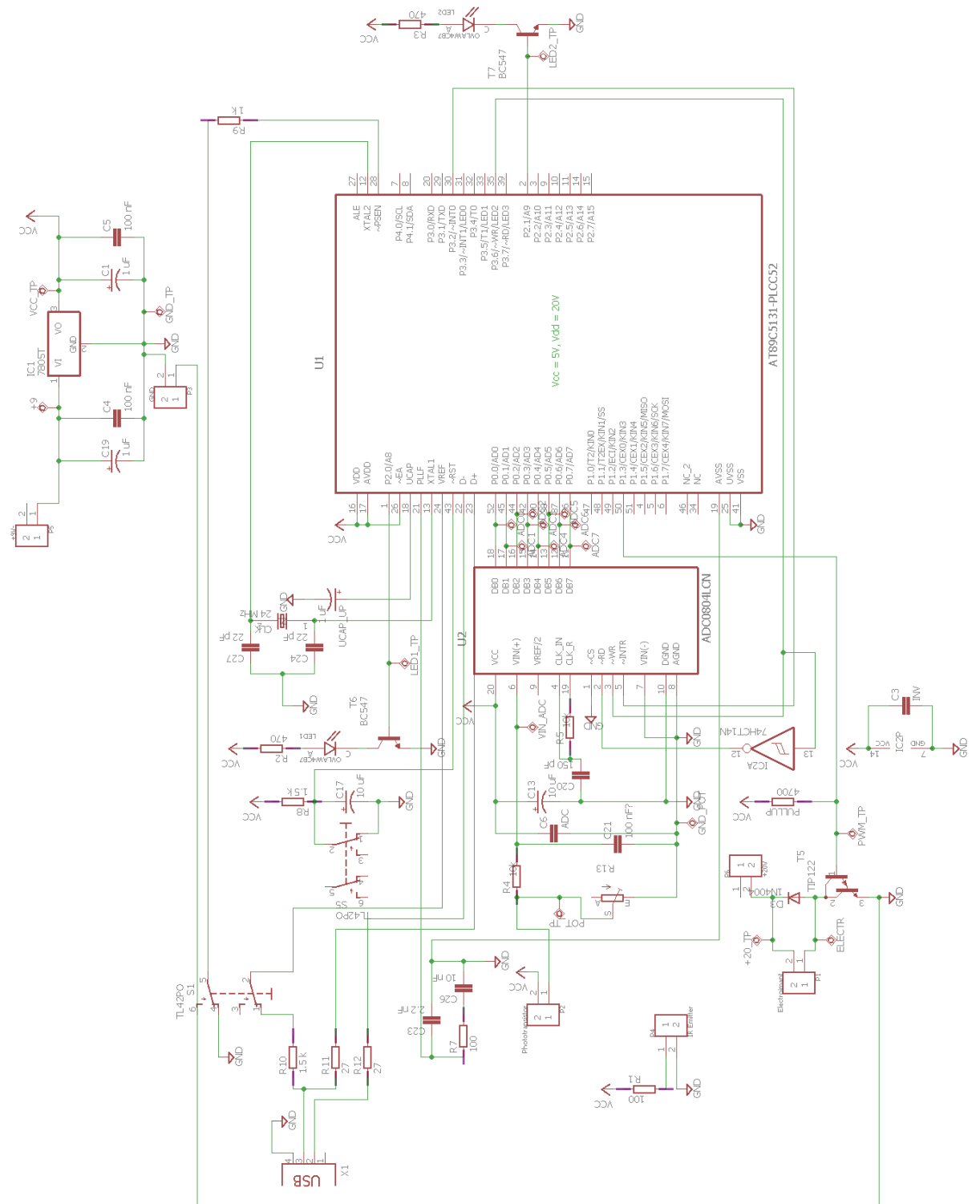


Figura 5.16.- Esquema global del circuit.

6. Software

En aquest capítol es discuteixen tots els aspectes relacionats amb la part de programació del microprocessador, el raonament de la rutina global i aspectes importants a tenir en compte per a un correcte funcionament. El codi complet del programa queda inclòs en l'annex.

6.1. Diagrama de flux

Tal i com es mostra en el diagrama de flux (figura 6.1), després d'inicialitzar variables i configurar temporitzadors i la PCA, la rutina principal s'executa en bucle i s'encarrega de distingir si la mesura de l'ADC es troba dins de la banda proporcional o no i calcular l'acció de control total que passarà al registre de la PCA (i conseqüentment produirà la sortida física).

Quan l'ADC rep una radiació màxima, li correspon el valor binari 10101101, equivalent a 173 en base 10, això implica que la mesura es troba per sobre de la banda proporcional i físicament implica que no hi ha cap mena d'obstrucció entre l'emissor i receptor de manera que l'esfera no hi és present o està molt per sota, aleshores es procedeix a aplicar una sortida *PWM* del 100% del seu cicle de treball.

De manera contrària, quan la obstrucció òptica és total, l'ADC envia el valor 0. Això implica que l'esfera està molt més amunt del punt de consigna i per tant es desactiva totalment l'electroimant amb una acció *PWM* del 0% del cicle de treball.

Per a tots els valors intermedis, s'aplica el cicle de treball resultat del càlcul de l'acció PD dins de la seva corresponent subrutina.

Mentre la rutina principal s'executa en bucle, es produeix una interrupció de la subrutina del *timer* 1 cada 1 ms, que s'ocupa de recarregar el *timer*, obtenir la mesura de l'ADC i calcular les accions proporcional i derivativa en funció d'aquesta. Paral·lelament, la PCA també produeix interrupció cada 1 ms per netejar via software el bit CF, imprescindible per generar una nova interrupció, i tornar a carregar el valor 155 al timer de la PCA, de manera que es generen 100 increments de 0,01 ms responsables de la modulació *PWM* abans de produir una nova interrupció.

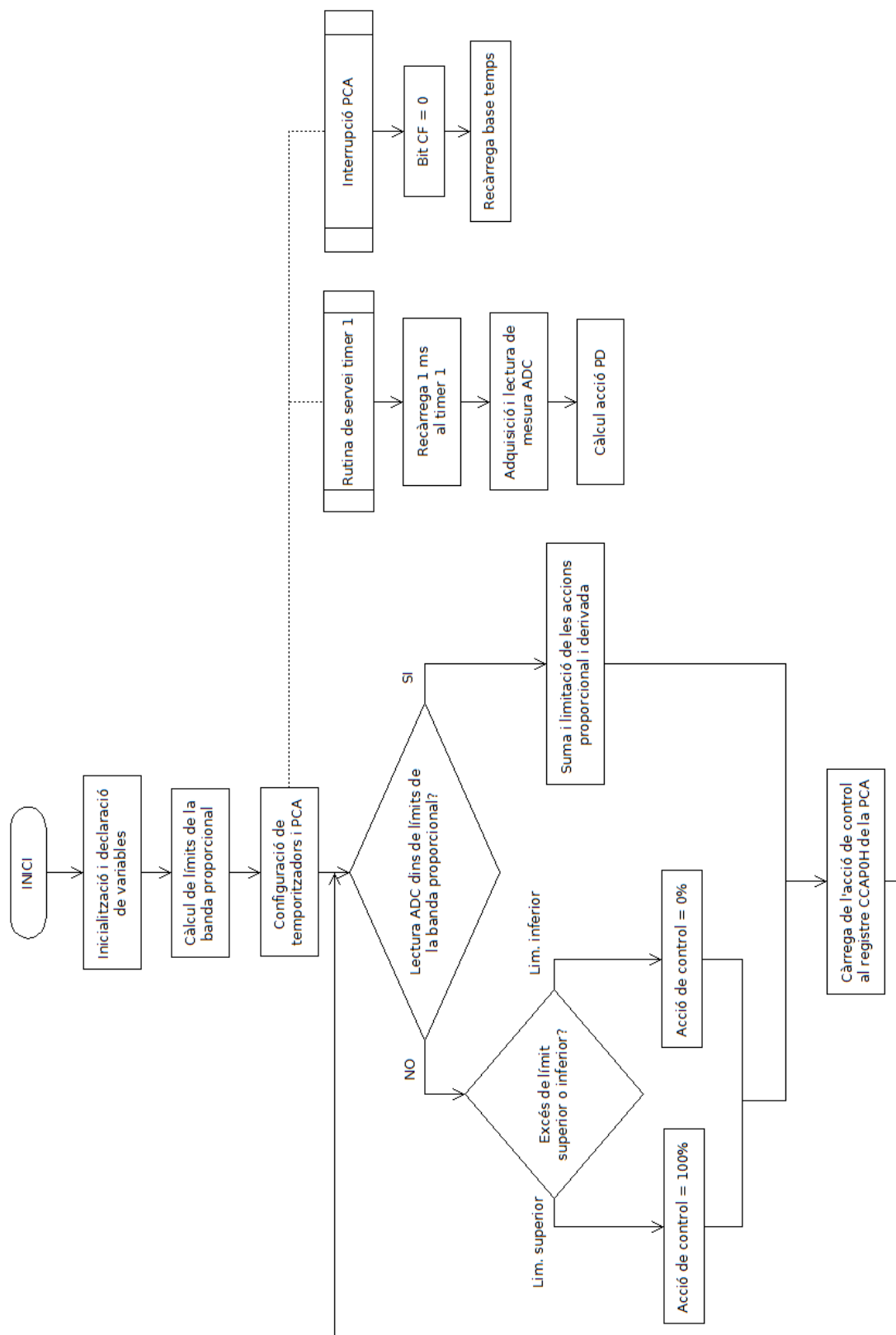


Figura 6.1.- Diagrama de flux del programa.

6.2. Modulació PWM

Com ja s'ha vist, l'acció reguladora del microprocessador es tradueix en una modulació *PWM* que determina el cicle de treball de l'electroimant. Com que la resposta del sistema és molt ràpida a qualsevol canvi, el període del cicle de treball ha de ser el mínim possible, en aquest sentit doncs, programar la rutina de *PWM* generant una interrupció a partir de múltiples d'una base de temps no resulta eficient i és per això que sorgeix la necessitat d'utilitzar la *PCA* que incorpora l'AT89C5131A-M.

[10] La *PCA* (*Programmable Counter Array*) ofereix certes capacitats millorades respecte els tradicionals *timers/counters*. Consisteix en un comptador/timer separat en dos registres (CL i CH) que serveixen de base de temps per a una *array* de 5 *compare/capture* mòduls. Cada un d'aquests mòduls pot ser programat perquè realitzi alguna de la funció específica entre les quals es troba la de modulació per amplada de polsos (*PWM*).

Les sortides físiques de la *PCA* es troben en el port 1 i són independents entre elles, de manera que es pot fer funcionar un mòdul concret i la resta del port com a I/O convencional. En aquest cas doncs, s'utilitza el mòdul 0 que li correspon la sortida física del port 1.3, on es connecta el *driver* que controla l'electroimant.

És important que alhora de programar la *PCA*, no es declari el pin de sortida com a variable, ni tan sols per posar un valor inicial, ja que no s'executarà la funció de *PCA*.

En el registre *CMOD* es configura l'origen de la base de temps de la *PCA* a través dels bits *CPS0* i *CPS1* (bits 1 i 2 corresponentment) tal i com es pot comprovar a la figura 6.2.

A més, també cal activar el bit *ECF* si es volen utilitzar les interrupcions quan es produeix *overflow* en la base de temps.

Bit Number	Bit Mnemonic	Description
7	CIDL	Counter Idle Control Cleared to program the PCA Counter to continue functioning during idle Mode. Set to program PCA to be gated off during idle.
6	WDTE	Watchdog Timer Enable Cleared to disable Watchdog Timer function on PCA Module 4. Set to enable Watchdog Timer function on PCA Module 4.
5	-	Reserved The value read from this bit is indeterminate. Do not set this bit.
4	-	Reserved The value read from this bit is indeterminate. Do not set this bit.
3	-	Reserved The value read from this bit is indeterminate. Do not set this bit.
2	CPS1	PCA Count Pulse Select
1	CPS0	<u>CPS1CPS0</u> <u>Selected PCA input</u>
		0 0 Internal clock $f_{CLK_PERIPH}/6$
		0 1 Internal clock $f_{CLK_PERIPH}/2$
		1 0 Timer 0 Overflow
0	ECF	PCA Enable Counter Overflow Interrupt Cleared to disable CF bit in CCON to inhibit an interrupt. Set to enable CF bit in CCON to generate an interrupt.

Figura 6.2.- Registre CMOD [10].

El registre *CCON* conté el control de funcionament i les senyals d'interrupció de la *PCA*. El bit *CR* (*CCON.6*) s'ha d'activar per software per iniciar la *PCA*, que també deixarà de funcionar automàticament al posar a 0 aquest bit (figura 6.3).

És important destacar que si es treballa amb interrupcions, cal posar a 0 per software el bit *CF* cada vegada que hi ha una interrupció i s'entra a la rutina de servei en el programa (*interrupt 6*). A més, s'ha d'haver activat prèviament el bit *ECF* del registre *CMOD* ja descrit anteriorment.

Bit Number	Bit Mnemonic	Description
7	CF	PCA Counter Overflow flag Set by hardware when the counter rolls over. CF flags an interrupt if bit ECF in CMOD is set. CF may be set by either hardware or software but can only be cleared by software.
6	CR	PCA Counter Run control bit Must be cleared by software to turn the PCA counter off. Set by software to turn the PCA counter on.
5	–	Reserved The value read from this bit is indeterminate. Do not set this bit.
4	CCF4	PCA Module 4 interrupt flag Must be cleared by software. Set by hardware when a match or capture occurs.
3	CCF3	PCA Module 3 interrupt flag Must be cleared by software. Set by hardware when a match or capture occurs.
2	CCF2	PCA Module 2 interrupt flag Must be cleared by software. Set by hardware when a match or capture occurs.
1	CCF1	PCA Module 1 Interrupt Flag Must be cleared by software. Set by hardware when a match or capture occurs.
0	CCF0	PCA Module 0 Interrupt Flag Must be cleared by software. Set by hardware when a match or capture occurs.

Figura 6.3.- Registre CCON [10].

Cada un dels 5 mòduls de la PCA pot ser configurat com a sortida *PWM*, la freqüència del qual depèn de la base de temps comuna establerta al registre *CMOD*. Per activar aquesta funció cal activar els bits *ECOM* i *PWM* del registre *CCAPMn*.

Per establir el corresponent cicle de treball s'utilitzen els registres *CCAPnH* i *CCAPnL*. Mentre el valor del registre de base de temps *PCA CL* (*counter low*) sigui menor que el valor del registre *CCAPnL* la seva corresponent sortida física estarà en estat 0, quan *PCA CL* sigui major o igual, la sortida passarà a 1. Quan el registre *PCA CL* realitza *overflow* de FF a 00, el registre *CCAPnL* es carrega automàticament amb el valor del registre *CCAPnH*. L'esquema de funcionament es mostra a la figura 6.4.

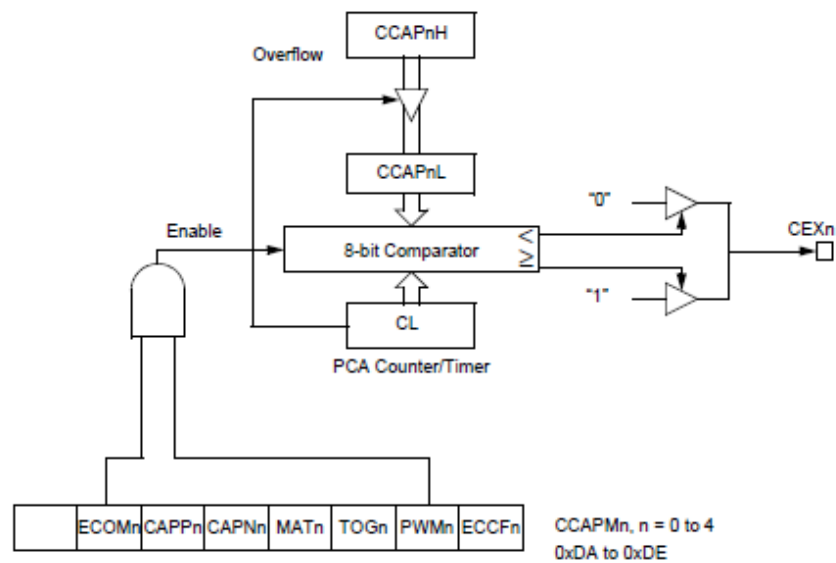


Figura 6.4.- Esquema de funcionament de la modulació PWM amb PCA [10].

El valor emmagatzemat en el registre *CCAPnH* (i que serà transferit a *CCAPnL*) pot ser qualsevol entre 0 i 255, tenint en compte que el valor 0 causarà una sortida del 100% mentre que el valor 255 generarà una sortida amb el 0,4% del cicle de treball.

En aquest cas, per treure el màxim rendiment del microprocessador, es modifica el registre *CKCON0* activant el seu bit 0, de manera que la freqüència de la CPU es correspon amb la freqüència d'oscil·lació, cosa que implica que un cicle màquina dura 6 períodes de rellotge en comptes dels 12 establerts per defecte. Aquesta modificació és important per reduir el temps que tarda en fer un increment qualsevol dels temporitzadors del microprocessador, que es pot determinar de la manera següent:

$$1 \text{ increment} \cdot \frac{1 \text{ cycle màq.}}{1 \text{ increment}} \cdot \frac{6 T_{CLK}}{1 \text{ cycle màq.}} \cdot \frac{1}{\frac{24 \cdot 10^6 \text{ Hz}}{1 T_{CLK}}} = 0,25 \mu\text{s} \quad (6.1)$$

[13] S'estableix com a origen de la base de temps de la *PCA* el desbordament del *timer0* en mode d'auto-recàrrega per no haver de generar interrupció en cada *overflow* i es configura perquè desbordi cada 0,01 ms.

S'inicialitza CL amb el valor hexadecimal 9B (155 en decimal), de manera que necessita 100 increments per fer *overflow* i tornar a carregar un nou valor a CCAPnL. D'aquesta manera s'aconsegueix un cicle de treball de 1 ms format per 100 divisions iguals de 0,01 ms cada una.

D'aquesta manera, obtenim una senyal a la sortida de període 1,035 ms (figura 6.5), un resultat molt més precís que utilitzant la rutina de servei del timer0 (figura 6.6).

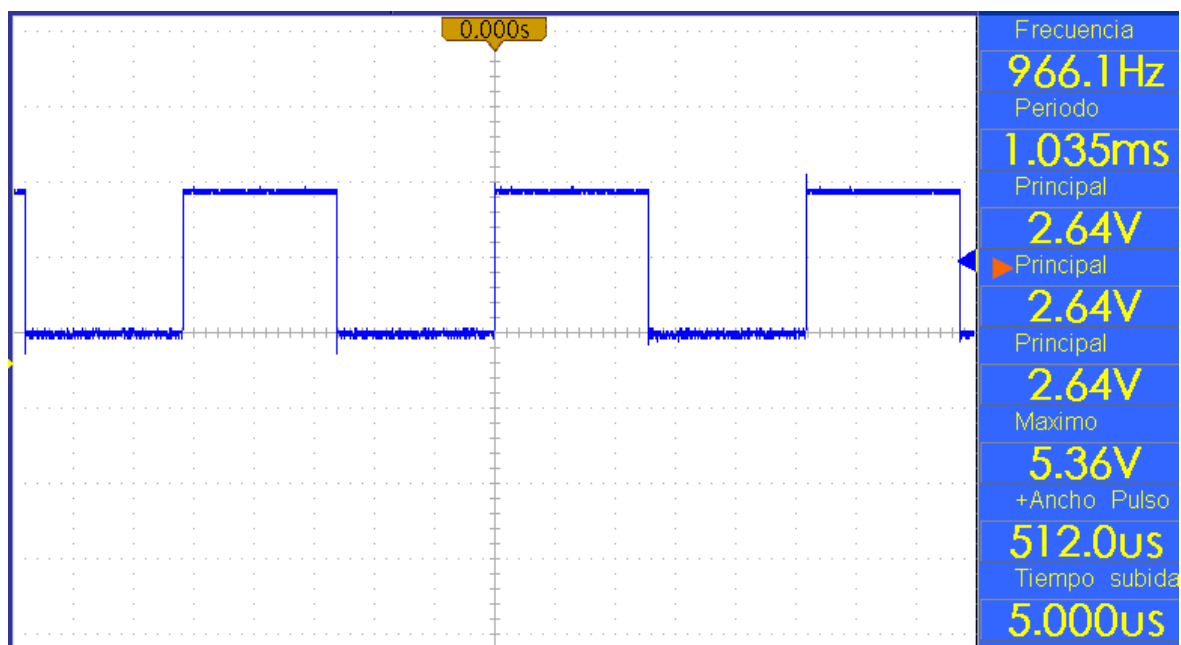


Figura 6.5.- Senyal generada amb la configuració de la PCA amb un cicle de treball del 50%. Escala vertical: 2,0 V/DIV. Escala horitzontal: 200 μ s/DIV.

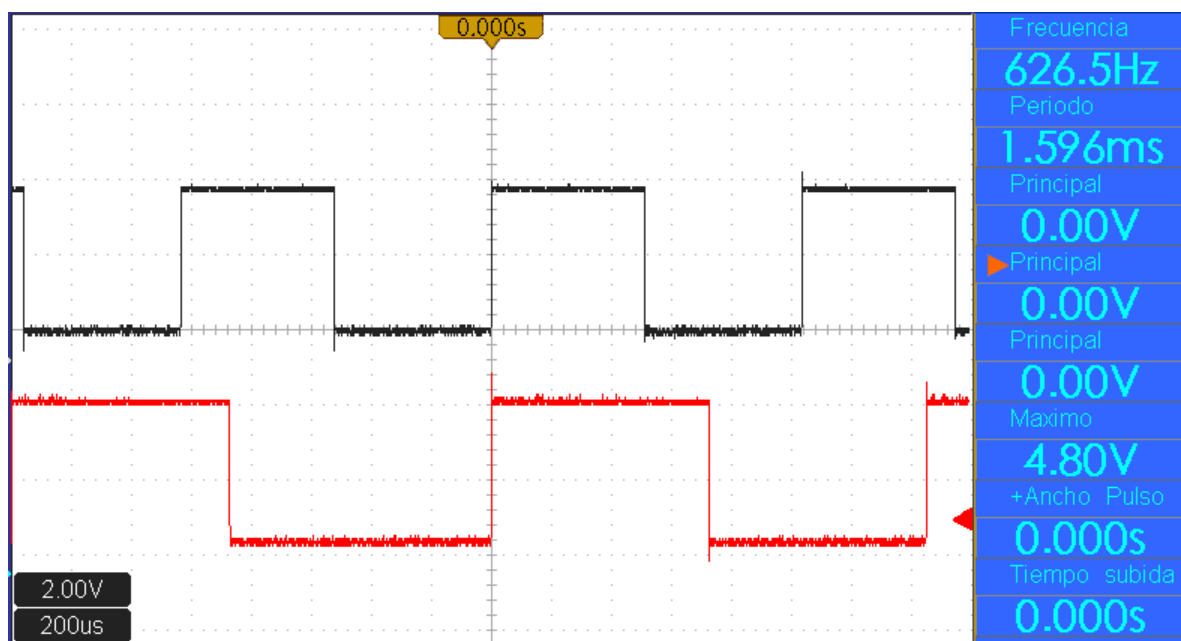


Figura 6.6.- Comparació de les senyals generades amb la PCA(negre) i amb el desbordament del timer0 (vermella) per a una mateixa configuració de cicle de treball al 50% amb un període de 1 ms. Escala vertical: 2 V/DIV. Escala horitzontal: 200 μ s/DIV.

6.3. Algoritme PD

Per tal d'implementar un algoritme que sigui capaç de regular de manera eficient el procés de la planta, s'utilitza un control PD (proporcional-derivatiu).

Tot i que la variant PID està més estesa en els reguladors en general, on l'acció integral tendeix a eliminar l'error en règim estacionari, en el sistema que ens ocupa aquest efecte només contribuiria en alentir la velocitat de resposta.

Es decideix doncs, programar un algoritme PD de tipus discret. Això implica aproximar les derivades que apareixen en l'acció derivativa de tipus continu per a cada interval de temps T conegut com a període de mostreig.

[14] En cada període T , el regulador ha de ser capaç d'obtenir la senyal d'error a partir de la diferència entre la mesura i la consigna, calcular l'acció de control i aplicar la senyal a la sortida.

Podem afirmar doncs, que l'expressió d'un regulador PD discret és la que segueix:

$$s(kT) = KP \cdot e(kT) + KP \frac{Td}{T} [e(kT) - e((k-1)T)] \quad (6.2)$$

On kT és cada un dels períodes de mostreig, essent $s(kT)$ el valor de la sortida en aquell instant de temps, KP es correspon amb el guany, $e(kT)$ és l'error i Td el temps anticipatiu.

En definitiva tenim que l'acció proporcional es tradueix amb el producte del guany per l'error en cada període de mostreig i l'acció derivativa es correspon amb la diferència de l'error entre el període de mostreig actual i l'anterior, de manera que mostra la velocitat de canvi del propi error.

Pel fet de no disposar d'una modelització del sistema, les constants de guany i temps derivatiu s'han obtingut a través del mètode d'iteracions successives; fixant una de les dues variables i modificant l'altre per estudiar la tendència del comportament i viceversa.

Finalment, les constants que han presentat uns millors resultats són $kp=0,7$ i $td=180$.

7. Anàlisi de l'impacte ambiental

Tots els components utilitzats excepte la placa de circuit imprès són de conformitat *RoHS* i per tant compleixen amb la directiva 2002/95/EC de la Unió Europea, de manera que el seu impacte ambiental durant el procés de disseny i muntatge és pràcticament nul.

Un cop finalitzada la vida útil del prototip està previst el seu dipòsit en una deixalleria habilitada per el tractament de components electrònics.

Conclusions

El prototip dissenyat satisfà àmpliament els objectius plantejats a l'inici del projecte.

Tot i que l'estabilitat del sistema també depèn en gran mesura de factors humans com la col·locació inicial de l'esfera o la posició simètrica d'aquesta sobre la pròpia base, s'ha arribat a aconseguir períodes de levitació de més de 40 minuts. També s'observa que la regulació és capaç de corregir petites pertorbacions en forma d'oscil·lació fins a tornar al punt d'equilibri.

La utilització d'una esfera de neodimi en lloc d'una esfera no imantada també s'ha mostrat una elecció encertada per la facilitat que suposa tenir més marge de distància per treballar entre els sensors i l'actuador i per l'efecte visual que causa.

Queda provat que el microprocessador AT89C5131A-M és capaç d'executar algoritmes de control que requereixen bases de temps de l'ordre de 10 μ s gràcies a la utilització de la PCA.

Propostes de millora

Una proposta de millora que es podria implementar en un projecte futur de característiques similars és la capacitat de realitzar un canvi de consigna durant el procés de control.

Per aconseguir tal objectiu és necessari utilitzar un sensor que permeti detectar la posició en l'eix vertical, com per exemple un sensor d'efecte Hall, posicionat de manera que pugui mesurar el camp magnètic generat per l'esfera de neodimi segons la seva ubicació.

Una possibilitat seria posicionar dos sensors Hall, un a cada extrem de l'electroimant, de manera que comparant les dues lectures es podria obtenir la variació del camp magnètic de l'esfera sense la interferència del camp magnètic de l'electroimant i com a conseqüència, la variació de la posició. A través de software es pot programar un canvi de consigna i executar un algoritme que estabilitzi l'esfera en el nou punt d'equilibri.

Un dels grans inconvenients en aquest projecte és la necessitat d'incorporar un electroimant prou potent com per admetre una variació notable en la distància amb l'esfera.

Anàlisi Econòmica

En aquest capítol es valora l'aspecte econòmic del projecte, tenint en compte els materials emprats i les hores dedicades en cada una de les corresponents etapes de disseny i muntatge i es fa una estimació del cost total d'un prototip i per a una producció seriada d'unes vint unitats.

Relació de components

Num.	Component	Descripció	Comanda mínima	Quantitat per prototip	Preu comanda mínima* (€)
01	AT89C5131A-M	Microprocessador 8-bit, encapsulat PLCC52	1	1	7,00
02	BPW77	Fototransistor infraroig NPN	1	1	2,80
03	TIP122	Transistor Darlington NPN, encapsulat TO220	1	1	0,34
04	BS2	Regleta de connexió doble	1	6	0,25
05	TXAL 24MHz	Cristall de quars de 24 MHz	1	1	0,13
06	TSUS3400	Emissor infrarojos	1	1	0,66
07	ZP52	Sòcol encapsulat PLCC52	1	1	1,54
08	LM7805	Regulador de tensió	1	1	0,52
09	W02005RC	LED 5mm	1	2	0,30
10	BC547	Transistor NPN	1	2	0,20
11	Z020	Sòcol 20 pin	1	1	0,31
12	ADC0804	Convertidor A/D 8-bit	1	1	3,41
13	Z014	Sòcol 14 pin	1	1	0,22

Num.	Component	Descripció	Comanda mínima	Quantitat per prototip	Preu comanda mínima* (€)
14	74HCT14N	Inversor, encapsulat DIP-14	1	1	0,58
15	1N4004	Díode rectificador	1	1	0,39
16	NI5003	Connector USB femella	1	1	0,69
17	PT2k2	Potenciòmetre 2,5 2200 Ω	1	1	0,51
18	R1k	Resistor 1000 Ω $\frac{1}{4}$ W	5	1	0,26
19	R1k5	Resistor 1500 Ω $\frac{1}{4}$ W	5	2	0,26
20	R27	Resistor 27 Ω $\frac{1}{4}$ W	5	2	0,26
21	R100	Resistor 100 Ω $\frac{1}{4}$ W	5	2	0,26
22	R10k	Resistor 10 k Ω $\frac{1}{4}$ W	5	2	0,26
23	R470	Resistor 470 Ω $\frac{1}{4}$ W	5	2	0,26
24	R4k7	Resistor 4700 Ω $\frac{1}{4}$ W	5	1	0,26
25	C100n	Condensador 100 nF Polièster	10	5	0,64
26	C1u	Condensador electrolític 1 μ F	5	3	1,04
27	C22p	Condensador ceràmic 22 pF	10	2	0,22
28	C10n	Condensador 10 nF polièster	5	1	0,53
29	C150p	Condensador ceràmic 150 pF	10	1	0,25
30	C2n2	Condensador 2,2 nF polièster	5	1	0,51
31	C10u	Condensador electrolític 10 μ F	5	2	0,23

Num.	Component	Descripció	Comanda mínima	Quantitat per prototip	Preu comanda mínima* (€)
32	Sw06	Interruptor 6 terminals amb enclavament	1	2	0,91
33	Electroimant	Electroimant 24,3 Ω 400 N	1	1	22,49
34	Esfera+base	Esfera magnètica de neodimi i base de suport	5	1	1,45

*Nota: 21% IVA no inclòs.

Cost del prototip

La quantificació estimada del total de costos d'un prototip, tenint en compte un salari d'enginyer sènior d'uns 40 €/hora es contempla en la següent relació:

Taula AE.1.- Costos d'enginyeria del prototip.

Concepte	Temps de dedicació	Import
Estudi de la viabilitat del prototip	12 hores	480 €
Disseny de hardware i software	20 hores	800 €
Muntatge hardware	25 hores	1000 €
Depuració software	15 hores	600 €
Proves funcionals	20 hores	800 €
Elaboració de la documentació	15 hores	600 €
TOTAL COSTOS ENGINYERIA	107 hores	4280 €

La fabricació de les plaques de circuit imprès es realitza a l'empresa *JLCPCB*, amb una comanda mínima de 5 plaques, un cost per lot de 9,97 € i 3,63 € per enviament.

Per tant, el cost total de la placa PCB per un prototip és de 13,60 €.

Els costos del material utilitzat, respectant les comandes mínimes i el nombre de components per un sol prototip mostrat a les taules del capítol de *Relació de components*, ascendeix a 52,60 €. L'import total tenint en compte el 21 % d'IVA és de 63,65 €.

Taula AE.2.- Costos totals del prototip.

Concepte	Import
Costos enginyeria	4280 €
Fabricació i entrega de PCB	13,60 €
Material	63,65 €
TOTAL COSTOS PROTOTIP	4357,25 €

Fent la suma dels costos d'enginyeria, fabricació de la PCB i el material utilitzat obtenim que el cost total del projecte per a un sol prototip és de **4357,25 €**.

Cost d'una producció seriada

En la quantificació del preu estimat d'un lot de 20 unitats s'ha tingut en compte que el muntatge del hardware es pot subcontractar a una altre empresa o per un enginyer *júnior* amb un salari d'aproximadament 20€/hora.

A més, en el cas dels costos del material i de la fabricació i enviament de PCB, es poden aprofitar unitats de les comandes mínimes imposades per les distribuïdores o fer un llançament conjunt en el cas de les plaques, les quals venen amb un lot mínim de 5 unitats.

Taula AE.3.- Costos de la producció seriada.

Concepte	Temps de dedicació	Import
Muntatge hardware	600 hores	12000 €
Proves funcionals	500 hores	10000 €

El cost de llançament i fabricació de quatre lots de cinc unitats (vint plaques en total) de PCB's ascendeix a 43,51 €.

El cost del material per a la fabricació de les vint unitats, tenint en compte un 21 % d'IVA, és de 1165,35 €, de manera que el cost de material per a una unitat és de 58,27 €.

L'import total de la producció seriada de vint unitats és el resultat de la suma dels costos del muntatge de hardware, les proves funcionals, fabricació i entrega de les PCB i material, que en aquest cas ascendeix a **23208,86 €**, amb un preu de 1160,44 € per unitat.

Bibliografia

Bibliografia de consulta

A continuació s'adjunta la relació dels recursos bibliogràfics utilitzats (tant de bibliografia impresa com de pàgines web) per ordre de referència en la memòria.

- [1] R. Carrera, J. García, A. Sanchez, I.Cachafeiro. **"Levitación Magnética"**. 25 de maig de 2009. [En línia] Disponible: <<http://levimagne.blogspot.com/>>
- [2] P.A. Tipler, G. Mosca. **"Física para la ciencia y la tecnología. Volumen 2A: Electricidad y magnetismo"**. 6ª edició. Editorial Reverté. 2010. ISBN: 978-84-291-4424-6.
- [11] J. Gámiz. **"Sesiones teóricas: El microcontrolador 87C51; su arquitectura y su programación"**. Departament ESAll, Universitat Politècnica de Catalunya.
- [13] S. Zahra. **"Electronics & Control projects: PWM tutorial using 8051"**. [en línia] Disponible: <<https://sites.google.com/site/controlandelectronics/pwm-tutorial-using-8051>>
- [14] J. Gámiz, J. Gámiz. **"Aprendizaje basado en proyectos (ABP): Implementación de un sistema automático para la supervisión y el control de planta"**. Departament ESAll, Universitat Politècnica de Catalunya. Setembre 2016.

Manuais d'especificacions tècniques

- [7] Vishay Semiconductors. TSUS3400 datasheet. Document 81051. Revisió 1.5, agost 2011.
- [8] Vishay Semiconductors. BPW77 datasheet. Document 81527. Revisió 1.5, setembre 2008.
- [9] Sharp. "Optoelectronics: Photodiode/Phototransistor application circuit". 1999
- [10] Atmel. AT89C5131A-M datasheet. Revisió 4337C, febrer 2005.
- [12] National Semiconductor. ADC0804 datasheet. Novembre 1999.

Índex de figures

Llistat de les pàgines web que només s'ha utilitzat la figura corresponent, per ordre d'aparició en la memòria:

[3] *Representació de les línies de camp magnètic.* Font: <https://www.pinterest.cl/pin/452682200017551709>

[4] *Representació del solenoide.* Font: <http://slideplayer.com/slide/10331615/>

[5] *Exemple de maqueta de repulsió.* Font: <http://es.nextews.com/f9f51ca6/>

[6] *Esquema del sistema electroimant-esfera.* Font: <https://docslide.net/documents/levitador-magnetico-control.html>

Annex

A continuació es mostra íntegrament el codi del programa utilitzat en el prototip:

```

001 #include<at89c5131.h>
002
003 int valorADC, cicloDriver, inv, pwm;
004 sbit LedVermell=P2^0;
005 sbit LedBlau=P2^1;
006 //sbit Driver=P1^3; //No declarar per interferències amb la PCA
007 sbit Wr=P3^6;
008 sbit Intr=P3^2;
009
010 //Variables de regulació:
011
012 unsigned int consigna=85;
013 unsigned int alcance=170;
014 float kp=0.7; //valor de la constant proporcional (guany)
015 unsigned int td=180; //valor del temps derivatiu
016
017 float error=0;
018 float error_ant=0;
019 float lim_inf_bp=0; //Limit inferior banda proporcional
020 float lim_sup_bp=0; //Limit superior banda proporcional
021 int PD=0;
022
023 float offset=50;
024 float KPN; //Kp normalitzada amb abast
025 float KDN; //Kd normalitzada amb abast
026 float AcP=0;
027 float AcD=0;
028 float AcD_ant=0;
029
030 //DECLARACIÓ DE FUNCIONS//
031 void config_timers();
032 void limites();
033 void calculo_PD();
034 void control_ADC();
035 void timer1();
036 void config_PCA();
037 void interrupcion_PCA();
038
039 void main()
040 {

```

```

041
042 CKCON0=1; //Fcpu=Fosc
043
044 //INICIALITZACIONS//
045 LedVermell=0;
046 LedBlau=0;
047 valorADC=0;
048 //Driver=0;
049
050 limites();
051 config_timers();
052 config_PCA();
053
054
055 while(1)
056 {
057     //Filtre per saber si
058     if ((valorADC<lim_inf_bp) || (valorADC>lim_sup_bp)) mesura entra als limits
059     {
060         if (valorADC<lim_inf_bp) AcP=-50; //En cas de superar el límit inferior
061         if (valorADC>lim_sup_bp) AcP=50; //s'aplica una acció de control mínima,
062         AcD=0; //en el cas contrari s'aplica una acció màxima
063         PD=AcP+offset; //Acció PD total
064         AcD_ant=0;
065         error_ant=0;
066     }
067     else
068     {
069         if (AcP>50) AcP=50; //Limitació de les accions
070         if (AcP<-50) AcP=-50;
071         if (AcD>50) AcD=50;
072         if (AcD<-50) AcD=-50;
073         PD=(int)AcP+AcD+offset; //Càlculo de l'acció PD total
074         if (PD>100) PD=100; //Limitació de l'acció PD
075         if (PD<0) PD=0;
076     }
077
078     inv=100-PD; //S'obté el valor complementari per comparació amb la PCA
079     pwm=(inv+155); //Offset necessari per comparar amb registre CL
080     CCAP0H=pwm;
081
082 }
083
084
085
086 void config_timers(){
087
088     TMOD=0x12; //timer 0 auto-càrrega, timer 1 mode 1-16 bit
089
090     //Configuració timer0 a 0.01 ms AUTO
091     TH0=0xD7;
092     TL0=0xD7;
093
094
095     //Configuració timer 1 a 1 ms
096     TH1=0xF0; //FFFF-F05F = FA0 = 1 ms
097     TL1=0x5F;
098
099     IEN0=0xC8; //Habilitació interrupcions generals, timer1 i PCA
100

```

```

101 TR0=1;    //Bloqueig dels timers
102 TR1=1;
103 }
104
105
106 void timer1 () interrupt 3 {
107
108     //Configuració 1 ms
109     TH1=0xF0; //FFFF-F05F = FA0 = 1 ms
110     TL1=0x5F;
111
112     control_ADC(); //Rutina obtenció mesura de l'ADC
113     calculo_PD(); //Rutina càlcul de l'acció PD
114 }
115 void control_ADC() {
116     Wr=1;
117     Wr=0;
118     while (Intr==0); //Espera la fi de conversió
119     Wr=1;           //Habilitem la lectura
120     valorADC=P0;    //Càrrega de la mesura (valor=128*tensió entrada/2,5)
121     Intr=1;
122 }
123
124 void limites() {
125     lim_inf_bp=consigna-(alcance/(kp*2)); //Càlcul dels límits
126     if(lim_inf_bp<0) lim_inf_bp=3;
127
128     lim_sup_bp=consigna+(alcance/(kp*2));
129     if(lim_sup_bp>170) lim_sup_bp=170; //Limitació dins camp mesura ADC
130
131
132     KPN=(float)kp*100/alcance; //Valors normalitzats
133
134     KDN=(float)(KPN*td*1000); // (1/T) = 1 / 1 ms = 1000
135 }
136
137 void calculo_PD() { //Càlcul de l'acció PD
138
139     error=(int)valorADC-consigna;
140     AcP=(float)error*KPN;
141     AcD=(float)(KDN*(error-error_ant));
142     AcD_ant=AcD;
143     error_ant=error; //Actualització de l'error anterior
144 }
145
146
147 void config_PCA() {
148     CMOD=0x05; //base temps desbordam. timer0
149
150     CI=0x9B; //falten 100 incrementss per overflow (valor inicial 155)

```

```
151     CH=0xFF;
152
153     CCAP0L=0x00;
154     CCAP0H=0x00;
155
156     CCAPM0=0x42; //modul 0 mode PWM
157
158     CR=1; //bit activació de CCON
159 }
160
161 void interrupcion_PCA() interrupt 6{
162     CF=0;
163     CL=0x9B; //a 100 increments de desbordar
164     CH=0xFF;
165 }
166
167
168 end;
```

